

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-016282

(43)Date of publication of application : 19.01.2001

(51)Int.Cl.

H04L 27/12

H03L 7/085

H04B 1/04

H04L 27/20

(21)Application number : 2000-135589

(71)Applicant : ALCATEL

(22)Date of filing : 09.05.2000

(72)Inventor : BERLAND CORINNE

YANG FUGI

GUERLIN JEAN-PIERRE

(30)Priority

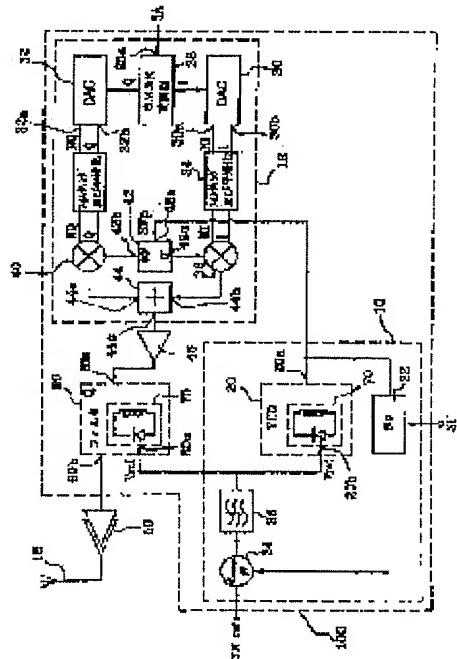
Priority number : 99 9905922 Priority date : 10.05.1999 Priority country : FR

(54) SYSTEM AND METHOD FOR GENERATING FILTERED SIGNAL HAVING PRESCRIBED FREQUENCY, AND RADIO TRANSMITTER FOR PERFORMING TRANSMISSION AT FREQUENCY SET BY VARIABLE FREQUENCY OSCILLATOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a system for generating a signal filtered at a prescribed frequency by providing a filter capable of being tuned to the prescribed frequency, and changing the frequency of the filter corresponding to an oscillation frequency control signal.

SOLUTION: This system is provided with a filter capable of tuning to a prescribed frequency and the frequency of the filter can be changed corresponding to the oscillation frequency control signal. For example, a transmitter 100 is provided with a variable frequency oscillator 10, on the basis of a phase-locked loop, equipped with a voltage controlled oscillator 20, a programmable divider 22, a phase comparator 24 and a low-pass filter 26. This transmitter 100 is provided with a variable frequency filtering step to be controlled by a control signal Vref for similarly controlling the frequency of an oscillator 10 as well. Therefore, a central frequency in the signal passing band of a filter 60 is dynamically changed so as to be tuned to a transmission frequency to be changed corresponding to a transmission channel under using at all the time.



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-16282

(P2001-16282A)

(43)公開日 平成13年1月19日(2001.1.19)

(51)Int.Cl.⁷

識別記号

F I

マークト[®](参考)

H 04 L 27/12

H 04 L 27/12

B

H 03 L 7/085

H 04 B 1/04

J

H 04 B 1/04

H 04 L 27/20

C

H 04 L 27/20

H 03 L 7/08

A

審査請求 未請求 請求項の数16 O L 外国語出願 (全 41 頁)

(21)出願番号

特願2000-135589(P2000-135589)

(71)出願人 391030332

アルカテル

フランス国、75008 パリ、リュ・ラ・ボ
エティ 54

(31)優先権主張番号 9905922

(72)発明者 コリーヌ・ベルラン

(32)優先日 平成11年5月10日(1999.5.10)

フランス国、75010・パリ、リュ・デュ・
13

(33)優先権主張国 フランス(FR)

(72)発明者 フーチ・ヤン

フランス国、92110・クリシー、リュ・ド
ユ・ランディ、50

(74)代理人 100062007

弁理士 川口 義雄 (外3名)

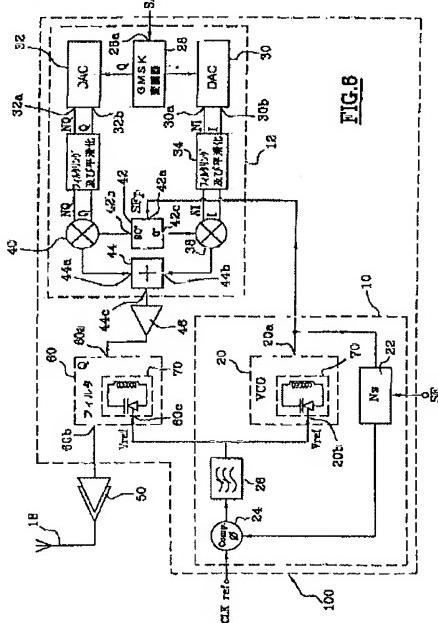
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 所与の周波数を有するフィルタリングされた信号を生成するシステムと方法、および可変周波数
発振器によって設定された周波数で送信する無線送信機

(57)【要約】

【課題】 所与の周波数でフィルタリングされた信号を
生成するシステムを提供すること。

【解決手段】 このシステムは、所与の周波数で発振す
るよう、発振周波数制御信号によって周波数を変化さ
せることができる発振器と、所与の周波数に同調できる
少なくとも1つの可変周波数フィルタとを含んでおり、
フィルタの周波数は、発振器の周波数制御信号によって
変化される。これは、特に、所与の周波数が送信周波数
に対応し、フィルタが、変調された信号に帯域通過フィ
ルタリングするために使用される送信機に適用される。
本発明は、フィルタリングされた信号を生成する方法に
も関する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 所与の周波数でフィルタリングされた信号を生成するシステムであって、所与の周波数で発振するように発振周波数制御信号によって周波数を変化させることができる発振器と、所与の周波数に同調できる少なくとも1つのフィルタとを含んでおり、フィルタの周波数が、発振器の発振周波数制御信号によって変化させられるシステム。

【請求項2】 変調されかつフィルタリングされた信号を所与の送信周波数で送信するための無線送信機システムであって、所与の送信周波数で発振するように発振周波数制御信号によって周波数を変化させることができるものと、変調された信号をフィルタリングするための少なくとも1つのフィルタを含んでおり、前記フィルタの周波数が、所与の送信周波数に同調できるように変化させることができ、フィルタの周波数が、発振器の発振周波数制御信号によって変化させることができる送信機システム。

【請求項3】 フィルタが能動フィルタである、請求項1に記載のシステム。

【請求項4】 フィルタが、信号通過帯域の中央周波数が制御信号によって同調される帯域通過フィルタである、請求項1に記載のシステム。

【請求項5】 フィルタが、信号通過帯域の中央周波数を中心としてほぼ対称である応答曲線を有する、請求項4に記載のシステム。

【請求項6】 フィルタが、可変中央周波数において高いQを有する、請求項4に記載のシステム。

【請求項7】 発振器が位同期ループ内の電圧制御発振器であり、周波数制御信号が位相比較器によって生成される、請求項1に記載のシステム。

【請求項8】 フィルタと発振器が、ともに同じ基板上に集積回路の形態で実装される、請求項1に記載のシステム。

【請求項9】 フィルタと発振器が、周波数制御信号を周波数特性に作用するパラメータに変換するための変換器手段を含んでおり、それらのそれぞれの変換器手段が同じ設計ルールに従う、請求項1に記載のシステム。

【請求項10】 周波数制御信号を周波数特性に作用するパラメータに変換するための変換器手段が、少なくとも1つの共振回路を含んでおり、該共振回路は、バイアス電圧に応じて容量が変化するダイオードなど、印加された制御信号に応じて変化する特性を有する少なくとも1つの構成要素を有する、請求項9に記載のシステム。

【請求項11】 送信機が、送信アンテナを有するパワー増幅器を含んでおり、フィルタが送信機のパワー増幅器の入力側にある、請求項2に記載のシステム。

【請求項12】 送信機が、中間周波数のない送信機である、請求項2に記載のシステム。

【請求項13】 請求項2に記載の無線送信機を含む、

移動電話端末。

【請求項14】 所与の周波数でフィルタリングされた信号を生成する方法であって、所与の周波数で発振するように、可変周波数発振器の周波数を発振周波数制御信号によって変化させるステップと、所与の周波数に同調するように、少なくとも1つの可変周波数フィルタの周波数を変化させるステップとを含んでおり、フィルタの周波数が発振器の発振周波数制御信号によって変化させられる方法。

【請求項15】 請求項2に記載の無線送信機から信号を送信する方法であって、送信機の送信周波数で発振するように、可変周波数発振器の周波数を発振周波数制御信号によって変化させるステップと、送信信号を通過させるために所与の周波数に同調するように可変フィルタの周波数を変化させるステップとを含んでおり、フィルタの周波数が発振器の発振周波数制御信号によって変化させられる方法。

【請求項16】 送信信号が、送信アンテナを駆動するためにパワー増幅器によって増幅され、可変フィルタによってフィルタリングするステップが、パワー増幅の前に実施される、請求項15に記載の送信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、一般に所与の周波数を有するフィルタリングされた信号を生成するための回路および方法に関する。

【0002】 本発明は、限定はないが、特に、変調された出力信号がフィルタリングされ、送信周波数（すなわち搬送波周波数）がその送信周波数に設定された可変周波数発振器によって設定される、送信機で使用される無線通信分野に関する。

【0003】

【従来の技術】 当技術分野では、無線送信機において、搬送波周波数で発振信号を直接生成させるための位同期ループとして構成された、電圧制御発振器（VCO）などの発振回路を採用することが知られている。この種の回路において、中間周波数段は、従来のスーパーへテロダイン回路にあるように、搬送波を生成させるためには使用されていない。このため、これらの送信機は、「中間周波数のない送信機」または「ゼロIF送信機」と呼ばれている。

【0004】 中間周波数のない送信機は、例えば、移動電話端末のマイクロ波送受信機回路において使用されている。

【0005】 図1は、移動電話送受信端末において使用されるように、従来技術による中間周波数のない送信機の主な構成要素を示す図である。

【0006】 送信機1は、搬送波周波数 F_p において信号S_F_pを送り出すプログラマブル周波数発生器10と、ガウス最小シフトキーイング（GMSK）変調器段

12と、変調された信号 $S_{m.d}$ を前置増幅と前置フィルタリングするための段14と、変調された信号を送信アンテナ18に送り出す、パワー増幅器および低域通過フィルタ段16とを含む。

【0007】周波数発生器20は、従来、電圧制御発振器(VCO)20と、プログラマブル周波数分割器22と、位相比較器24と、位同期ループ(PLL)として構成された低域通過フィルタ26とを含む。

【0008】電圧制御発振器20は、その入力20bにおける電圧 V_{ref} に比例した、周波数 F_p の信号を、その出力20aに生成する。この電圧周波数変換は、共振周波数が電気的に変化させられる共振回路によって行われ、この共振回路は、正のフィードバック増幅器に結合されている。発振器20の出力信号の周波数は、共振回路の共振周波数に対応する。この共振回路は、一般的に、インダクタコンデンサ(LC)型である。

【0009】発振器20の共振周波数を可変にするために、共振回路のコンデンサ部分は、バイアス電圧に応じて容量が変化する少なくとも1つのダイオードを含む。この可変容量ダイオードは、「バリキャップ」ダイオードまたはバラクタとして知られる。

【0010】したがって、VCOの入力20bにおける制御電圧 V_{ref} は、共振回路の共振周波数を修正するために、前述のダイオードの1つまたは複数に印加される。

【0011】制御電圧 V_{ref} は、位相比較器24の出力24aにおいて生成され、低域通過フィルタ26を経由してVCO20に到達する。これは、位相比較器の第1の比較入力24bと第2の比較入力24cにおける各信号の間の位相差を表す。第1の比較入力24bは、例えば水晶発振器から得られる、較正され、安定化された周波数 F_{ref} における基準信号CLK_{ref}を受け取る。第2の比較入力24cは、VCO20の出力信号の形でフィードバックを、その周波数が、周波数分割器22によって、プログラマブル数Nで分割された後に受け取る。

【0012】位相比較器24は、VCOからの周波数分割された信号の位相が、基準信号CLK_{ref}に関連して、それぞれ遅れるまたは早まるかどうかに従って上昇または下降する電圧を、その出力24aに生成するための、コンデンサに結合された電荷ポンピング回路を含む。

【0013】VCO20は、位相比較器24から電圧 V_{ref} を受け取り、周波数分割器22によりNで分割され、基準信号CLK_{ref}の周波数に固定された周波数を生成する。比較器24が、その2つの比較入力24bと24cとの間にいかなる位相差も検出しない時、VCO20は安定化され、したがって、一定の電圧 V_{ref} を生成する。

【0014】この安定化されたモードにおいて、2つの

比較入力における周波数は等しく、すなわち、 $F_{ref} = F_p / N$ となる。したがって、発振器の出力周波数は、 $F_p = N \cdot F_{ref}$ となる。

【0015】したがって、VCO20の出力周波数は、可変係数として作用する、周波数分割器22においてプログラムされたNの値を変えることによって調整される。Nの値は、周波数分割器22のプログラミング入力に供給される周波数選択デジタルデータSFによって設定される。

【0016】低域通過フィルタ26は、防止しなければ位同期ループの安定を損なう、過剰に速い電圧変化が、VCO20に到達することを防止する。このような変化は、特に、新たな周波数が分割器22にプログラムされた場合に起こることがある。したがって、低域通過フィルタ24のカットオフ周波数は、安定した状態で帯域幅に関連して固定される。

【0017】VCOの出力20bにおけるPLL10からの信号SF_pが、送信信号のために搬送波を生成するために、変調器段12において使用されることは、中間周波数のない送信機の構成に固有のことである。

【0018】変調器段12は、すでに言及したガウス最小シフトキーイング(GMSK)変調技術を用いて搬送波SF_pを変調するために、その入力において信号SAを受け取る。このタイプの変調に独特の特徴は、1992年にMichel MoulyおよびMarie-Bernadette Pauteletによって書かれ、出版された、ISBN2-9507190-0-7の「移動体通信のためのGMSKシステム」の第4章、250～255頁、または、IEEE Transactions on Communications、Vol. Com. 29、No. 7、1981年7月の1044～1050頁にあるK. Murotaによる文献、「デジタル移動無線電話通信のためのGMSK変調」に記載されており、この2つの参考文献は、本明細書に、内容が明記されていないか組み込まれるものである。

【0019】信号SAは、移動電話機のハンドセットからの音声信号であってもよく、デジタル化された形で、GMSK変調器28の変調入力28aに印加される。GMSK変調器28は、その後に続く回において、信号の位相がどのように変わるかを決定するために、当技術分野においてよく知られた方法で、デジタル化された信号SAをオーバーサンプリングする。位相のこの展開は、その後に続く回における位相の余弦と正弦をそれぞれ示す、2つのデジタル信号IとQによって表される。信号IとQのそれぞれは、デジタルアナログ変換器30と32のそれぞれにおいて、2つのチャネル上の逆位相アナログ波の個々の差分対の形に変換される。したがって、デジタルアナログ変換器30は、その2つの出力30aと30bに同じ情報を再生するが、これは、180度の相対位相差を持ったアナログ信号NIとIの形になって

いる。同様に、デジタルアナログ変換器32も、その2つの出力32aと32bに同じ情報を再生するが、これは、180度の相対位相差を持ったアナログ信号NQとQの形になっている。特に、差分出力は、変換後の波形に起きる一般的なモード干渉を排除する。

【0020】2組の差分信号NI、IとNQ、Qは、別々の回路34と36によってフィルタリングされ、平滑化された後、変調された送信信号Sm。dを生成するために、PLL10からの信号SFPと結合される。

【0021】信号Sm。dのスペクトルは、搬送波の周波数Fpに中心を置き、信号SAに従って周波数変調される。

【0022】この目的のため、変調器段12は、さらに、第1と第2の3チャネルミキサ38と40と、位相直交生成器42と、結合器回路44とを含む。

【0023】位相直交生成器42は、その入力42aにおいて、PLL10からの搬送波周波数Fpの信号を受け取り、2つの出力42bと42cに、それぞれ位相シフトが90度の信号と位相シフトのない信号とを再生する。

【0024】第1のミキサ38は、その3つのチャネル上で、位相シフトのない信号SFPと差分信号NIおよびIとを受け取る。同様に、第2のミキサ40は、その3つのチャネル上で、位相シフトが90度の信号SFPと差分信号NQおよびQとを受け取る。2つのミキサ38と40のそれぞれの混合された出力は、搬送波周波数FpにおいてGMSK変調された信号Sm。dを結合器回路44の出力44cで得るために、結合器回路44の別々の入力44aと44bに供給される。

【0025】変調された信号Sm。dは、前置増幅器と前置フィルタ段14に通過される。

【0026】この段14は、変調された信号Sm。dを直接受け取る前置増幅器46と、前置増幅器の出力に接続された低域通過フィルタ48とを含む。前置増幅器は、変調された信号を、パワー増幅器段16を駆動するために十分なレベルに増幅する。低域通過フィルタ48は、搬送波周波数Fpの2倍または3倍における不要な成分を減衰するために、前置フィルタリングを施す。

【0027】信号Sm。dは、低域通過フィルタ14からパワー増幅器段16へ通過される。この段は、フィルタ14から信号Sm。dを受け取るパワー増幅器50と、RX帯域除去器52を増幅器の出力に備えた低域通過フィルタとを含む。低域通過フィルタ52は、許可された送信帯域Txの外にある、増幅された信号Sm。dの雑音成分を減衰させる。フィルタ52の出力は、送信アンテナ18を駆動する。

【0028】

【発明が解決しようとする課題】この形式の送信機では、GSM移動端末に基づいた以下の例から明らかなるように、送信帯域Txの外にある周波数における送信雑音

を除去することが、大きな問題である。

【0029】GSM移動端末は、完全二重電話リンクを提供するために、Tx帯域と呼ばれる境界のはっきりした送信周波数帯域の1つのチャネルで送信し、Rx帯域と呼ばれる受信周波数帯域の1つのチャネルで受信する。

【0030】図2は、GSM送信周波数帯域Txと、GSM受信周波数帯域Rxを示す図である。送信帯域Txは、880から915MHzまで、受信帯域Rxは925から960MHzまで広がる。これらの帯域のそれぞれは、200kHzごとに1チャネルを備えた、送信または受信チャネルC_TとC_Rに分割される。移動電話機は、通話の間、帯域TxにあるチャネルC_Tの1つでローカル基地局に送信し、帯域RxにあるチャネルC_Rの1つでその基地局から通話相手を受信する。チャネルC_TとC_Rは、使用状態に従って基地局によって個々に割り当てられ、通話中に変更することもできる。もし基地局が送信チャネルC_Tを変更するよう端末に指令したなら、対応する新たな周波数が、新たなチャネルの搬送波周波数に飛び移るPLL10の周波数分割器22の入力で、プログラミングデータSFによって即座にプログラムされる。

【0031】送信信号Sm。dのスペクトルを、割り当てられた送信チャネルC_Tにできるだけ限定することと、特に、送信スペクトルを受信帯域Rxの周波数にまで拡張させないことは重要である。

【0032】図3は、フィルタ52(点P₁₁₁)に到達する前の、図1に示されるパワー増幅器50の出力における送信信号Sm。dのスペクトルを示す図である。周波数は、図2のものと同じ縮尺で横軸上にプロットされ、出力レベルは、縦軸上にプロットされている。

【0033】送信周波数(すなわち、搬送波周波数Fp)は、スペクトルが最大値を取る、割り当てられたチャネルの周波数Fpに固定される。ここでは、Fpより高い周波数のスペクトルのみが検討される。

【0034】周波数が、送信周波数Fpに隣接する狭い範囲の周波数Iにわたって増加するにつれ、送信信号Sm。dのレベルは、急速に低下する。チャネルFpの外にあるこの周波数範囲Iにおける不要な信号の存在は、位相雑音と呼ばれるものを構成する。範囲Iの上限に近づくと、この雑音は、スペクトル内にかなり広がっている周波数範囲IIにわたって広がる、「ノイズフロア」と呼ばれるほぼ一定の雑音レベルB_pに到達するまで、さらにゆっくりと減少する。ノイズフロアB_pが、特に受信帯域Rx内の周波数(スペクトルの影を付けた部分)にまだ存在することに留意すべきである。

【0035】通信に関する各標準は、特に受信帯域Rxにおける、ノイズフロアの作用を最小に抑えるための厳格な基準を課している。

【0036】パワー増幅器50の出力にある受動低域通

過フィルタ52は、受信帯域Rxにおけるノイズフロアを減衰させる問題に対して、従来技術に採用された解決策である。このフィルタは、送信周波数を超えた、すなわち送信帯域Rxと同じ側のスペクトルの半分の優先的な減衰のために構成されている。したがって、このフィルタは、送信周波数について、非対称の応答をする。

【0037】実際には、弾性表面波(SAW)フィルタが、このフィルタリング機能のために慣例的に使用されている。

【0038】現在、SAWフィルタは、特にマイクロ波の周波数において、最善のフィルタ規格値を提供している。しかし、この種のフィルタに基づいた解決策には、いくつかの欠点がある。

【0039】これらの欠点の第1は、フィルタ52が、下記に説明する理由によって、パワー増幅器50の入力側ではなく出力側にあることである。これは、増幅された信号の一部が、フィルタ52の内部構成要素によって吸収されるため、パワー増幅器50の出力とアンテナ18との間の信号のパワーの大幅な損失を招く。このため、フィルタ52を加えた後に、アンテナ18から、GSMの標準によって規定された信号レベルを得ることは、増幅器のパワー定格、したがって送信機の全体的なパワー消費の増大を必要とする。移動電話機に利用する場合、送信機は電池を電源としており、このパワー消費の増大は、移動端末の通話時間を直接縮めるものである。

【0040】フィルタでの損失を低パワー信号にのみ作用させることによってこの問題を解決するために、フィルタ52をパワー増幅器50の入力側にしたとしても、ノイズフロアB_pは正確には減衰しないであろう。

【0041】送信には周波数変調を使用するため、パワー増幅器50は、飽和モード、すなわち一定の振幅で動作する。このモードでは、増幅器50の出力スペクトルが、エイリアシングのため、中央送信周波数を中心に対称となる傾向がある。したがって、中央送信周波数より下にあるスペクトルの半分にある雑音は、フィルタの作用をさほど受けず、受けても、同様に、パワー増幅器の出力側で、優先的にフィルタリングされた、中央送信周波数より上にあるスペクトルの半分内にも存在する。

【0042】図4および図5は、飽和モードにある増幅器によるこのエイリアシング現象を示す図である。

【0043】図4は、パワー増幅器50の入力側に受動フィルタ52を配置するために変形された、図1からの増幅器とフィルタ段16を示す図である。

【0044】図5A、5B、5Cは、縦軸上に振幅がプロットされ、横軸上に周波数がプロットされた、送信信号S_m。_dのスペクトルを示す図であり、それぞれ、フィルタ52の前と、フィルタとパワー増幅器50との間に、パワー増幅器の出力とにおけるものを示す図である。

【0045】図5Aは、フィルタリングする前のGMSK変調から得られた信号S_m。_dが、対称で、中央送信周波数F_pにおいてピークを有することを示す図である。ピークPの外で、レベルは、ノイズフロア値PL₁まで急速に減少する。

【0046】フィルタリングした後、周波数F_pより上にある、スペクトルの半分のノイズフロアレベルは、低域通過フィルタ52によって、値PL₃ < PL₁まで減衰される。フィルタリングは、中央送信周波数F_pを中心にして対称ではなく、周波数F_pより下にある周波数のスペクトルの半分は、ほとんど減衰しない(図5B参照)ことに留意すべきである。これは、受動フィルタ52が、送信帯域Txより高い周波数にある、受信帯域Rxの雑音を除去するために、先ず第一に最適化されるためである(図2参照)。

【0047】フィルタリングされた信号は、パワー増幅器50におけるエイリアシングを条件とし、上記に説明したように、これは、周波数F_pより下にあるスペクトルの半分における、フィルタリングされていない雑音レベルが、周波数F_pより上にあるスペクトルの一部に反映されていることを意味する。したがって、図5Cに示すように、中央送信周波数F_pより上にあるスペクトルの半分は、スペクトルのもう1つの半分からの雑音を含んでおり、また、前述のレベルPL₁とPL₃との間の値PL₂付近にノイズフロアレベルを持つ。したがって、高い周波数における送信信号S_m。_dの非対称のため、増幅器50のエイリアシング効果は、同信号の信号雑音比を劣化させる。

【0048】第2の欠点は、特にフィルタ50が前述のようにSAWフィルタである場合、フィルタの全体的な大きさから生ずる。音響現象を使用するこのタイプのフィルタは、それ自体は小型化に寄与しない専用のパッケージ内に収容された部品の形で実装されなければならない。この全体の大きさは、なおさら、図1に示す送信機の他の部品が、集積回路の形で実装できることを犠牲にする。

【0049】最後に、エイリアシングを防止するためにパワー増幅器の出力に高性能弾性表面波フィルタを用いてさえ、送信帯域Rxにおける雑音の制限に関して、送信の標準に従うことは未だに困難である。

【0050】

【課題を解決するための手段】これらの問題に照らし合わせ、本発明は、発振周波数制御信号によって所与の周波数で発振する発振器セットと、所与の周波数に同調できる少なくとも1つの可変周波数フィルタを含んでおり、フィルタ周波数が発振器の周波数制御信号によって設定される、所与の周波数でフィルタリングされた信号を生成するためのシステムを提案する。

【0051】したがって、発振器の発振周波数を確定するためと、フィルタをその周波数に同調するために、同

じ制御信号が使用される。

【0052】フィルタは、能動フィルタが好ましい。

【0053】このフィルタは帯域通過フィルタでもよく、この場合、制御信号によってこれに同調される周波数は、その信号通過帯域の中央の周波数に対応する。

【0054】代わりに、このフィルタは、ノッチフィルタまたは帯域消去フィルタでもよく、この場合、制御信号によってこれに同調される周波数は、ノッチ周波数または帯域消去周波数に対応する。

【0055】代わりに、このフィルタは、高域通過または低域通過フィルタでもよく、この場合、これに同調される周波数は、カットオフ周波数に対応する。

【0056】このシステムは、所与の送信周波数で送信する無線送信機、例えば中間周波数のない送信機に、実施されるのが好ましく、この送信機は、送信周波数で発振するために周波数制御信号によって制御される発振器手段と、変調された信号をフィルタリングするための少なくとも1つのフィルタを含んでおり、フィルタの周波数は、送信周波数に同調できるように変化でき、フィルタの周波数は、発振器の周波数制御信号によって変化できる。

【0057】これは、ここでは変調された送信周波数で、ある所与の周波数の信号に、発振器周波数に連続的に同調されるフィルタ周波数を用いて、フィルタリングすることを可能にする。

【0058】したがって、前述の送信機の場合において、瞬間的な送信周波数にかかわらず、送信信号は最適にフィルタリングされる。この送信機に使用される可変フィルタは、帯域通過フィルタが好ましい。この場合、本発明は、送信周波数の外にある不要な構成要素を排除するために、高Q帯域通過フィルタ、すなわち可変中央周波数を中心とした非常に狭い信号通過帯域を備え、送信周波数に固定されたフィルタの使用を可能にする。フィルタの通過帯域の中央周波数が変えられ、送信（搬送波）周波数に直接同調されるという事実は、この周波数の周辺に、非常に鋭いフィルタ特性を選ぶことができるることを意味する。これは、不要な信号に対する優れた阻止を達成する。

【0059】これに対して、従来技術の送信機に採用された固定帯域通過フィルタは、送信帯域Tx全体を通じて大幅な減衰なしに、信号を通すために、十分に広範な通過帯域を有しなければならない。このため、受信帯域Rxの周波数の不要な信号を含めて、不要な信号は、従来技術のフィルタによってはうまく減衰されない。

【0060】可変周波数フィルタは、中央周波数を中心としたほぼ対称な応答曲線を有するのが好ましい。

【0061】本発明に従って可変フィルタを使用することは、このフィルタが送信機のパワー増幅器の入力側であってもよいことを意味し、これは、パワー増幅器の出力にあるフィルタに関連したパワーの損失を避ける。

【0062】これは、もし対称な応答曲線を有する帯域通過フィルタが使用されたなら、中央周波数より下にある周波数が、ちょうど中央周波数より上にある周波数のように、減衰されるためである。したがって、フィルタの出力における変調された信号は、飽和モードで動作しているパワー増幅器によって生じたエイリアシングによつては、影響されない。

【0063】発振器手段は、電圧制御発振器を含んでもよい。この場合、周波数制御信号は、電圧の形を取る。

【0064】発振器手段は、位相同期ループの形を取るのが好ましく、この場合、周波数制御信号は、位相比較器によって供給される。

【0065】フィルタは、専用のパッケージを必要とする弾性表面波フィルタなどの受動フィルタに基づいた従来技術の送信機に比較して、送信機の全体の大きさを小さくできる集積回路が好ましい。

【0066】これまでに言及した能動フィルタと発振器は、とともに、共通の基板上の集積回路として形成されるのが好ましい。これは、フィルタの周波数が、発振器出力信号の周波数に正確に同調されることも、同様に可能にする。

【0067】これを目的として、フィルタが、高い信頼性を持って発振器周波数に同調されることを確保するために、フィルタと発振器には、同じ設計ルールに基づいて、周波数制御信号を、周波数特性に作用するパラメータに変換する手段を設けてもよい。

【0068】周波数制御信号を周波数特性に作用するパラメータに変換する手段は、少なくとも1つの共振回路を含んでおり、その少なくとも1つの共振回路は、印加された制御信号に応じて変化する特性を有する少なくとも1つの構成要素を有することが好ましい。この場合において、フィルタの共振回路と発振器の共振回路は、同じ構成を有してもよい。

【0069】共振回路は、LC回路を形成するインダクタンスと容量を持った構成要素、および／または、RC回路を形成する抵抗と容量を持った構成要素から構成されてもよい。容量を持った構成要素の少なくとも1つは、容量がダイオードバイアス電圧に応じて変化するダイオードであってもよい。この場合において、制御信号は、可変容量ダイオードに対するバイアス電圧であってもよい。

【0070】このコンデンサは、例えば、「バラクタ」または「バリキャップ」ダイオードであってもよい。

【0071】本発明は、前述の形式のマイクロ波送信機を含む移動電話機も、同様に提供する。

【0072】本発明は、所与の周波数でフィルタリングされた信号を生成する方法であって、発振周波数制御信号によって、可変発振器が所与の周波数で発振するようその可変発振器を調整するステップと、少なくとも1つの可変フィルタがその所与の周波数に同調されるよう

に、その可変フィルタを調整するステップとを含んでおり、そのフィルタ周波数が発振器の周波数制御信号によって調整される方法をさらに提供する。

【0073】この方法は、無線送信機、例えば中間周波数のない送信機に使用されるのが好ましく、可変周波数発振器手段によって供給された送信周波数の信号が、送信周波数で発振するための周波数制御信号によって変調され、変調された信号が、送信周波数に同調できる少なくとも1つの可変周波数フィルタを含む手段によってフィルタリングされ、このフィルタの周波数が発振器の周波数制御信号によって制御される。

【0074】本発明の他の利点と特徴は、例として添付の図面を用いて、本発明の好ましい一実施形態についての以下の説明を読むと明らかになる。

【0075】

【発明の実施の形態】特に移動電話端末におけるものを意図した、中間周波数のない送信機に基づいた本発明の実施形態について、以下で図6を参照しながら説明する。

【0076】図1に示す送信機の各部と同じである、この送信機の各部は、同じ参照符号によって識別され、簡単のため再度記載されない。これらの機能と特性は、参考として本明細書に組み込まれた図1の記載にある関連する部分から決定することができる。

【0077】送信機100は、電圧制御発振器20と、Nによって分割するプログラマブル分割器22と、位相比較器24と、低域通過フィルタ26とを、図1を参照しながら既に説明した従来の構成で含む、位同期ループ(PLL)に基づいた、可変周波数発振器10を含む。したがって、発振器の周波数F_pは、図1を参照しながら上記で説明したように、除数Nの値を固定しているデータSFで周波数分割器22をプログラムすることによって変化できる。したがって、送信周波数F_pは、通話の間、送信状態に応じて基地局によって指令された送信チャネルの変化を追跡するために、動的に変更される。

【0078】発振器10は、中間周波数のない送信機に固有の設計原則に直接従って、送信機の搬送波周波数F_bで、送信信号SFPを生成する。

【0079】信号SFPは、図1を参照しながら説明したようにGMSK変調器段16へ通過され、ここで信号SFPは、デジタルの形態で送信される情報を含む音声信号SAと混合される。

【0080】変調器段12から得られた変調された信号S_m。_dは、出力がパワー増幅器50を駆動するのに適切なレベルとインピーダンスを備えた、前置増幅器46へ通過される。

【0081】この送信機は、発振器10の周波数も同じく制御する制御信号V_{ref}によって制御される、可変周波数フィルタ段を含む。したがって、フィルタ60の

信号通過帯域の中央周波数は、使用されている送信チャネルに応じて変化する送信周波数に、常に同調されるよう動的に変化する。

【0082】この例において、フィルタ段は、フィルタ入力60aが前置増幅器46の出力から変調された信号S_m。_dを受け取る能動帯域通過フィルタ60を含む。

【0083】フィルタ60の出力60bは、フィルタリングされた信号をパワー増幅器50の入力に供給する。

【0084】アンテナ18は別として、送信機100の全ての構成要素は、集積回路の形で実装されてもよい。特に、フィルタと発振器は、同じ基板に実装されてもよい。

【0085】能動フィルタ60の信号通過帯域の中央周波数は、共振周波数が電気的に変化できるフィルタ回路の共振回路70によって変化される。したがって、フィルタ60がフィルタ周波数F_pに同調された時、フィルタは、周波数F_pの、または、そのごく近くの周波数の、フィルタの入力60aにおいて存在する、スペクトルの一部のみを、フィルタの出力60bへ通過させる。

【0086】フィルタ60は、高Qフィルタであり、したがって、周波数F_p以外の周波数における信号レベルは、非常に素早く減衰される。より正確には、Qは、周波数F_pにおける共振ピークの鋭さの基準である。

【0087】フィルタの中央周波数は、フィルタの共振回路70に接続されたフィルタの入力60cを経由して制御される。

【0088】入力60cは、低域通過フィルタ26の出力から、電圧制御発振器20のための周波数制御信号V_{ref}を受け取る。

【0089】したがって、信号V_{ref}は、位相比較器24によって生成された電圧である。これは、送信機に加えられ、周波数分割器22でプログラムされた周波数ホップと、各周波数ホップ間の搬送波の周波数F_pを一定に維持するために必要な位相の変化に応じて変化する。

【0090】可変周波数帯域通過能動フィルタ60は、当技術分野において知られた設計のものでもよい。例では、インダクタとコンデンサで作られた共振回路70(LC共振回路)と結合された演算増幅器に基づいている。

【0091】この共振回路の共振周波数は、フィルタが同調される周波数を設定する。帯域通過フィルタの場合、この共振周波数は、フィルタの信号通過帯域の中央周波数に対応する。

【0092】この共振周波数は、バイアス電圧に応じて変化する容量を有する、「バラクタ」と呼ばれるダイオードによって調整される。このようなダイオードは、共振回路LCの容量部分の一部または全体を構成する。

【0093】電圧V_{ref}は、バラクタダイオードのバイアス電圧として印加される。

【0094】電圧制御発振器20は、同様に、増幅器の正のフィードバックループ内に可変共振周波数を備え、フィルタのLC共振回路70と同じである、LC共振回路70を含む。この共振回路の共振周波数は、発振器の発振周波数を設定する。

【0095】したがって、フィルタの共振回路と発振器の共振回路は、制御電圧 V_{ref} の値の全範囲にわたって、いかなる電圧 V_{ref} に対しても、同じ共振周波数を有する。

【0096】フィルタと発振器の共振回路の特性の最適な均一性のために、両回路とも、同じ基板上に集積化される。したがって、生産または使用における基板の電気的および物理的特性の範囲は、2つの共振回路の特性のバランスを崩すことはない。

【0097】図6に示す可変周波数フィルタ60の応答は、フィルタ60の信号通過帯域の中央周波数が、送信周波数 F_p と等しくなるように信号 V_{ref} によって変化される、それぞれフィルタの入力60aとフィルタの出力60bにおいて、搬送周波数 F_p で変調された信号 $S_{m.d}$ のスペクトルを示す、図7Aおよび図7Bを参照しながら以下で解析する。2つのグラフは、縦軸に信号強度がプロットされ、横軸に周波数がプロットされた、同じ縮尺のものである。いずれの図においても、横軸は、フィルタリングする前のスペクトルの最小値に対応して、比較基準レベル N_{base} を確定する強度レベルに設定されている。

【0098】フィルタリングする前の信号 $S_{m.d}$ のスペクトル(図7A)は、図5Aに示すそれと類似している。これは、図1に示す送信機において、信号 $S_{m.d}$ も同様に、高域通過フィルタ48の入力側にあるプレフィルタ段を通過することが異なるだけで、信号 $S_{m.d}$ が、この段では図1と図6に共通の回路構成要素から来ているためである。しかし、フィルタ48は、送信周波数の2倍から3倍程度の周波数における、非常に高い周波数スペクトルの構成要素のみを減衰させ、実際には、ここで検討しているスペクトルの周波数には変化を起させない。

【0099】フィルタリングする前の信号 $S_{m.d}$ のスペクトルが、中央送信周波数 F_p を中心にして対称であること、それがこの周波数において非常に鋭いピークPを有すること、および、ピーク付近のレベルがいくつかの呼び出し周期Hの後に基準レベル N_{base} に非常に素早く確定されることに留意すべきである。

【0100】可変周波数フィルタ60によってフィルタリングされた後、中央送信周波数 F_p におけるスペクトルのピークPは、ほぼ同じレベル N_p に残留する。ピークPの対称性も維持される。しかし、フィルタの狭い送信包絡線Eの外にある周波数成分(点線にて囲まれた部分)は、高Q帯域通過フィルタの特性に従って除去される。フィルタのQが高くなるほど、包絡線Eは狭くなる。

り、そのサイドは陥しくなる。

【0101】図7Bは、送信包絡線Eが、フィルタ周波数 F_p において非常に大きな最大値を有し、ベースレベル N_{base} より上にある変調された信号 $S_{m.d}$ のピークPの全てを対称に取り囲むことを示す図である。これは、基本的な雑音レベル N_{base} よりもはるかに低いレベル N_F に向かって急速に落ちる、陥しいサイドを有する。したがって、周波数 F_p におけるピークの外にある送信信号 $S_{m.d}$ のスペクトルの構成要素は、非常に素早く、レベル N_F に対して対称に、減衰される。

【0102】フィルタ60からの信号 $S_{m.d}$ は、その送信周波数 F_p を中心にして対称であるため、図4および図5を参照しながら上記で説明した信号のエイリアシング現象によって変形されて、そのスペクトルの形状を維持せずに、飽和モードにおけるパワー増幅器50によって、増幅されてもよい。したがって、フィルタ60は、パワー増幅器50の入力側にあってもよい。フィルタ60は、図1に示す従来技術の回路におけるパワー増幅器50の出力側にある受動低域通過フィルタ52を、有利に置き換える。

【0103】結果的に、パワー増幅器50の規格は、増幅器とアンテナ18との間のフィルタに関連した信号損失に対して、余裕を見込んでおく必要がない。

【0104】したがって、図6に示す本発明による送信機は、図1に示す送信機と比べて、低出力パワーを備えたパワー増幅器50を使用することを可能にし、したがって、送信アンテナ18での同じパワーレベルに対して、パワー消費も低い。このパワー消費の低下は、この種の送信機を用いた移動電話端末の通話時間を増加させる。

【0105】図8は、アンテナ18で見られる、送信帯域Txに関して、図6に示す送信機100からの信号 $S_{m.d}$ のスペクトルの位置の一例を示す図である。この図において、送信帯域Txは、図2を参照しながら既に上記で説明したように、GSM移動電話機に割り当てられた送信帯域に対応している。

【0106】この例において、実線によって示された送信信号 $S_{m.d}$ のスペクトルS1は、位同期ループ10においてプログラムされた送信周波数 F_p を中心としており、これは、送信帯域Txの上限またはその付近の送信チャネルに対応する。本発明によるフィルタは、送信チャネルが送信帯域の上限にある時でさえ、雑音と、特にこの帯域の外にあるノイズフロアを効果的に除去することに留意すべきである。

【0107】点線によって示されているスペクトルS2およびS3によって示されているように、フィルタの応答スペクトルの形状は、帯域Txにおける送信機100の送信周波数 F_p のいずれとも、ほぼ同じである。その位置のみが変わるために、スペクトルの中央周波数は、自動的に、制御信号 V_{ref} によって設定された発振器2

0の送信周波数 F_p になる。

【0108】本発明は、これまで説明した実施形態に決して限定されず、発振器周波数に同調されたフィルタに結合された発振器を使用する全ての応用例を包含する。

【0109】本発明の範囲から逸脱することなく、信号をフィルタと適合させるために、信号を整形または構成するために処理した後、可変フィルタを発振器制御周波数に同調することも実行可能である。これは特に、フィルタと発振器の共振回路の間に差がある場合、または、特定の動作モードを考慮することが必要な場合に、用いてよいものである。

【0110】フィルタと発振器の周波数制御信号は、可変電圧以外の形態、例えば、可変電流または可変インピーダンスの形を、あるいは、デジタル信号の形さえ取つてよいことにも留意すべきである。

【0111】さらに、本発明が送信機に実施されると、送信は、周波数、位相、振幅などの変調を用いたデジタルまたはアナログ送信のための、いかなる種類の変調にも基づいてよい。

【0112】最後に、本発明は、マイクロ波周波数以外の周波数におけるフィルタリングされた信号のためにも用いてよい。本発明は、特に、比較的低い周波数、例えば、音声周波数の範囲において、または、低、中間、高周波数の範囲においても使用することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】中間周波数のない従来技術の送信機のブロック図である。

【図2】GSMの送信および受信帯域を示す図である。

【図3】図2に示された送信および受信帯域と比較した、図1に示された送信機の送信スペクトルを示す図である。

【図4】図1に示された送信機のフィルタとパワー増幅器段の仮説に基づいた配置を示す図である。

【図5 A】図4に示された段のフィルタの前における、送信機からの変調された信号のスペクトルの図である。

【図5 B】図4に示された段のフィルタとパワー増幅器との間における、送信機からの変調された信号のスペクトルの図である。

【図5 C】図4に示された段のパワー増幅器の出力における、送信機からの変調された信号のスペクトルの図である。

【図6】本発明による中間周波数のない送信機のブロック図である。

【図7 A】帯域フィルタによってフィルタリングする前の、図6に示された送信機の送信スペクトルを示す図である。

【図7 B】帯域フィルタによってフィルタリングした後の、図6に示された送信機の送信スペクトルを示す図である。

【図8】図6の送信機によって使用される送信帯域に比較して、この送信機の送信スペクトルの位置を示す図である。

【符号の説明】

1、100 送信機

10 プログラマブル周波数発生器

12 ガウス最小シフトキーイング (GMSK) 変調器段

14 前置増幅前置フィルタリング段

16 パワー増幅器および低域通過フィルタ段

18 送信アンテナ

20 電圧制御発振器 (VCO)

20a VCO出力

20b VCO入力

22 プログラマブル周波数分割器

24 位相比較器

24a 位相比較器の出力

24b 位相比較器の第1の比較入力

24c 位相比較器の第2の比較入力

26 低域通過フィルタ

28 GMSK変調器

30、32 デジタルアナログ変換器

34、36 回路

38、40 3チャネルミキサ

42 位相直交生成器

44 結合器回路

46 前置増幅器

48 高域通過フィルタ

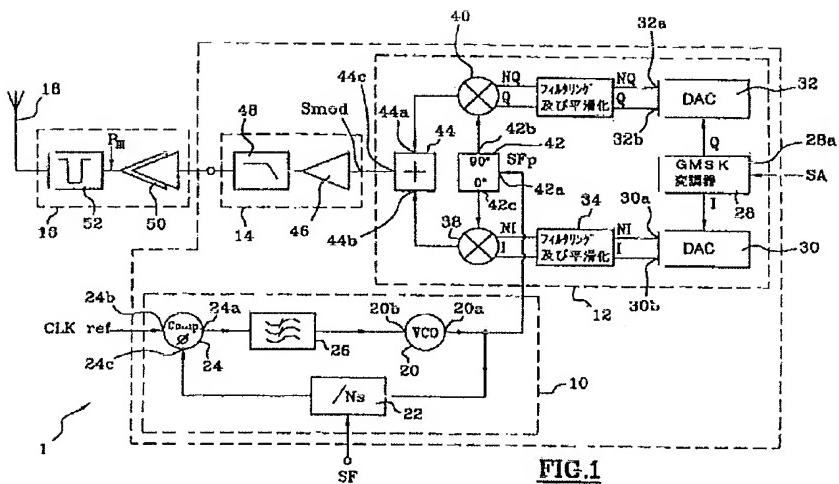
50 パワー増幅器

52 受動低域通過フィルタ

60 能動フィルタ

60a フィルタ入力

【図1】



【図5A】

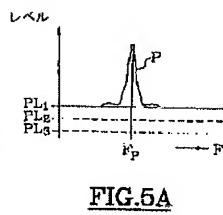


FIG.5A

【図2】

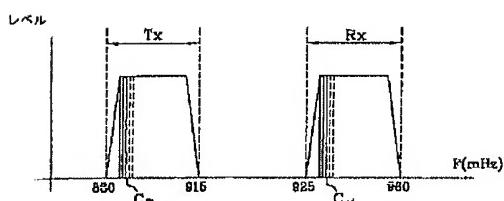


FIG.2

【図3】

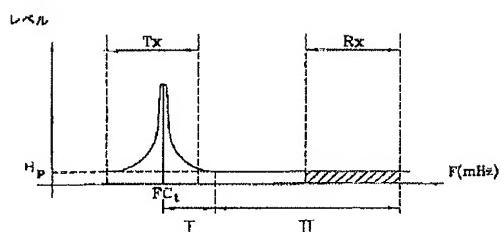


FIG.3

【図4】

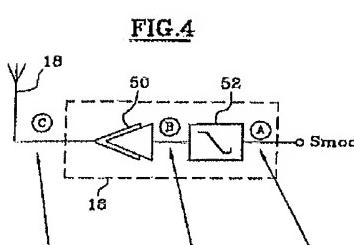


FIG.4

【図5B】

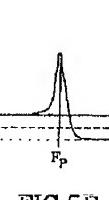


FIG.5B

【図5C】

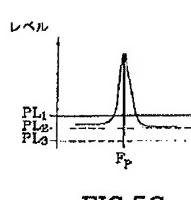


FIG.5C

【図7A】

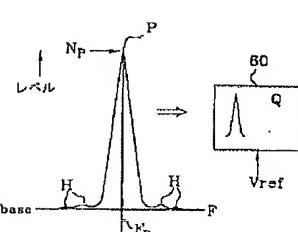


FIG.7A

【図6】

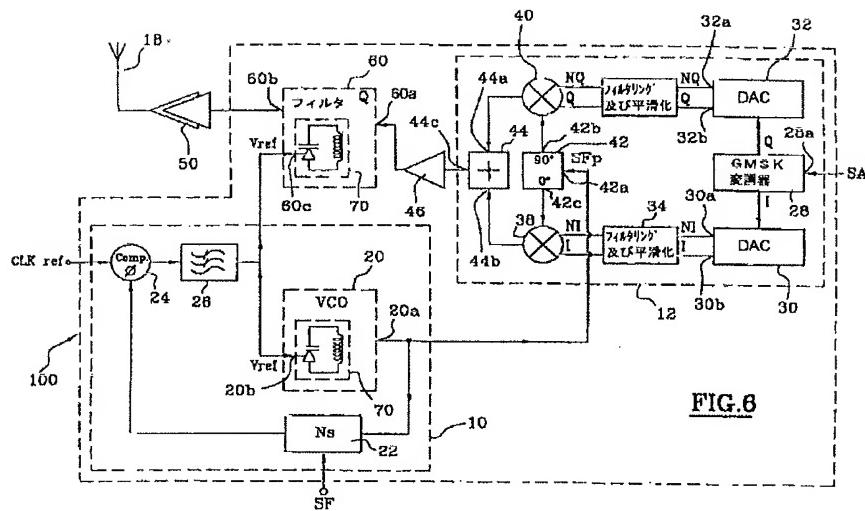


FIG.6

【図7B】

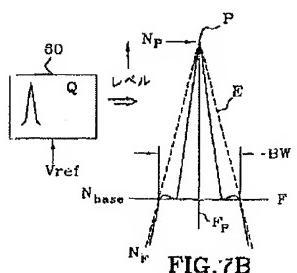


FIG.7B

【図8】

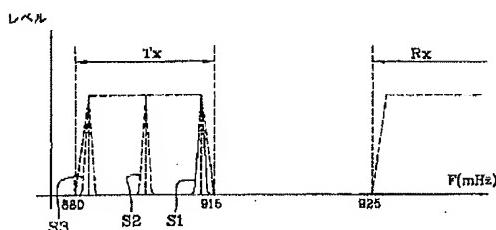


FIG.8

フロントページの続き

(72)発明者 ジヤン-ピエール・グルラン
フランス国、95130・ル・プレシズ・ブシ
ヤール、リュ・ジユール・ボワザン、23

【外国語明細書】

1. Title of Invention
A SYSTEM AND A METHOD FOR PRODUCING A FILTERED SIGNAL
HAVING A GIVEN FREQUENCY AND A RADIO TRANSMITTER
TRANSMITTING AT A FREQUENCY SET BY A VARIABLE FREQUENCY
OSCILLATOR

2. Claims

1. A system for producing a filtered signal at a given frequency, including an oscillator whose frequency can be varied by an oscillation frequency control signal to cause it to oscillate at the given frequency and at least one filter which can be tuned to the given frequency, wherein the frequency of the filter is varied by the frequency control signal of the oscillator.

2. A radio transmitter system for transmitting a modulated and filtered signal at a given transmit frequency, the transmitter system including an oscillator whose frequency can be varied by an oscillation frequency control signal to cause it to oscillate at the given transmit frequency and at least one filter for filtering the modulated signal, wherein the frequency of said filter can be varied so that it can be tuned to the given transmit frequency and the frequency of the filter is varied by the frequency control signal of the oscillator.

3. A system according to claim 1, wherein the filter is an active filter.

4. A system according to claim 1, wherein the filter is a band-pass filter in which the center frequency of the signal pass-band is tuned by means of the control signal.

5. A system according to claim 4, wherein the filter has a response curve that is substantially symmetrical about the center frequency of the signal pass-band.

6. A system according to claim 4, wherein the filter has a high quality factor Q at the variable center frequency.
7. A system according to claim 1, wherein the oscillator is a voltage-controlled oscillator in a phase-locked loop and the frequency control signal is generated by a phase comparator.
8. A system according to claim 1, wherein the filter and the oscillator are both implemented in integrated circuit form on the same substrate.
9. A system according to claim 1, wherein the filter and the oscillator include converter means for converting the frequency control signal into a parameter operating on the frequency characteristic and their respective converter means are subject to the same design rules.
10. A system according to claim 9, wherein the converter means for converting the frequency control signal into a parameter operating on the frequency characteristic include at least one resonant circuit having at least one component which has a characteristic that varies as a function of the control signal applied to it, such as a diode whose capacitance varies as a function of its bias voltage.
11. A system according to claim 2, wherein the transmitter includes a power amplifier having a transmit antenna and wherein said filter is on the input side of the power amplifier of the transmitter.
12. A system according to claim 2, wherein the transmitter is a transmitter with no intermediate frequency.
13. A mobile telephone terminal including a radio transmitter according to claim 2.

14. A method of producing a filtered signal at a given frequency including the step of varying the frequency of a variable frequency oscillator by means of an oscillation frequency control signal to cause it to oscillate at a given frequency and the step of varying the frequency of at least one variable frequency filter so that it is tuned to the given frequency, wherein the frequency of the filter is varied by the frequency control signal of the oscillator.

15. A method of transmitting a signal from a radio transmitter according to claim 2, the method including a step of varying the frequency of the variable frequency oscillator by means of an oscillation frequency control signal to cause it to oscillate at the transmit frequency of the transmitter and a step of varying the frequency of the variable filter so that it is tuned to the given frequency to pass the transmit signal, wherein the frequency of the filter is varied by the frequency control signal of the oscillator.

16. A transmission method according to claim 15, wherein the transmit signal is amplified by a power amplifier to drive a transmit antenna and wherein the step of filtering by the variable filter is effected before power amplification.

3. Detailed Description of Invention

The present invention relates generally to a circuit and to a method for producing a filtered signal having a given frequency.

The invention relates in particular, although not exclusively, to the field of radio telecommunications, in which it is used in transmitters whose modulated output signal is filtered and whose transmission frequency (i.e. whose carrier frequency) is set by a variable frequency oscillator set to that transmission frequency.

BACKGROUND OF THE INVENTION

It is known in the art to employ in a radio transmitter an oscillator circuit such as a voltage-controlled oscillator (VCO) configured as a phase-locked loop to generate an oscillatory signal at the carrier frequency directly. In a circuit of that kind, intermediate frequency stages are not used to generate the carrier, as in a conventional superheterodyne circuit. For this reason those transmitters are referred to as "transmitters with no intermediate frequency" or "zero-IF transmitters".

Transmitters with no intermediate frequency are used in the microwave transceiver circuits of mobile telephone terminals, for example.

Figure 1 shows the main components of a prior art transmitter with no intermediate frequency as used in mobile telephone transceiver terminals.

The transmitter 1 includes a programmable frequency generator 10 which delivers a signal SF_p at the carrier frequency F_p, a Gaussian minimum shift keying (GMSK) modulator stage 12, a stage 14 for pre-amplifying and pre-filtering the modulated signal S_{mod} and a power amplifier and low-pass filter stage 16 delivering the modulated signal to a transmit antenna 18.

The frequency generator 10 conventionally includes a voltage-controlled oscillator (VCO) 20, a programmable frequency divider 22, a phase comparator 24 and a low-pass filter 26 configured as a phase locked loop (PLL).

The voltage-controlled oscillator 20 produces at its output 20a a signal at a frequency F , proportional to the voltage V_{ref} at its input 20b. This voltage-to-frequency conversion is performed by a resonant circuit whose resonant frequency can be varied electrically and which is coupled to a positive feedback amplifier. The frequency of the output signal of the oscillator 20 corresponds to the resonant frequency of the resonant circuit. The resonant circuit is generally of the inductor-capacitor (LC) type.

To enable the resonant frequency of the oscillator 20 to be varied, the capacitive part of the resonant circuit includes at least one diode whose capacitance varies as a function of its bias voltage. These variable capacitance diodes are known as "varicap" diodes or varactors.

Thus the control voltage V_{ref} at the input 20b of the VCO is applied to one or more of the aforementioned diodes to modify the resonant frequency of the resonant circuit.

The control voltage V_{ref} is produced at the output 24a of the phase comparator 24 and reaches the VCO 20 via the low-pass filter 26. It represents the phase difference between the respective signals at first and second comparison inputs 24b and 24c of the phase comparator. The first comparison input 24b receives a reference signal CLK_{ref} at a calibrated and stabilized frequency F_{ref} obtained from a quartz crystal oscillator, for example. The second comparison input 24c receives feedback in the form of the output signal of the VCO 20 after its frequency has been divided by a programmable number N by the frequency divider 22.

The phase comparator 24 includes a charge pumping

circuit associated with a capacitor to produce at its output 24a a voltage which increases or decreases according to whether the phase of the frequency-divided signal from the VCO is respectively lagging or leading relative to the reference signal CLK ref.

The VCO 20 receives the voltage Vref from the phase comparator 24 and produces a frequency which is divided by N by the frequency divider 22 and locked to the frequency of the reference signal CLK ref. The VCO 20 is stabilized when the comparator 24 does not detect any phase difference between its two comparison inputs 24b, 24c and therefore produces a constant voltage Vref.

In this stabilized mode the frequencies at the two comparison inputs are equal, i.e. $F_{ref} = F_p/N$. The output frequency of the oscillator is therefore $F_p = N \cdot F_{ref}$.

Thus the output frequency of the VCO 20 is adjusted by varying the value of N programmed in the frequency divider 22, which operates as a variable coefficient. The value of N is set by frequency selection digital data SF fed to the programming input of the frequency divider 22.

The low-pass filter 26 prevents excessively fast voltage variations which might otherwise destabilize the phase-locked loop from reaching the VCO 20. Such variations can occur in particular when a new frequency is programmed into the divider 22. The cut-off frequency of the low-pass filter 24 is therefore fixed relative to the bandwidth under stable conditions.

It is inherent to the design of a transmitter with no intermediate frequency that the signal SFp from the PLL 10 at the output 20b of the VCO is used in the modulator stage 12 to provide the carrier for the transmit signal.

The modulator stage 12 receives at its input a signal SA for modulating the carrier SFp using the Gaussian minimum shift keying (GMSK) modulation technique previously referred to. The specific features of this

type of modulation are described in "The GSM System for Mobile Communications", Chapter 4, pages 250-255, by Michel Mouly and Marie-Bernadette Pautet, published by the authors in 1992, ISBN 2-9507190-0-7, or in the article by K. Murota "GMSK modulation for digital mobile radiotelephony", IEEE Transactions on Communications, Vol.Com.29, No.7, July 1981, pages 1044-1050, the above two bibliographic references being implicitly incorporated into this description.

The signal SA can be an audio signal from a mobile telephone handset and is applied in digitized form to a modulation input 28a of a GMSK modulator 28. In a manner that is well-known in the art, the GMSK modulator 28 oversamples the digitized signal SA in order to determine how the phase of the signal is changing at successive times. This evolution of the phase is expressed by two digital signals I and Q which respectively indicate the cosine and the sine of the phase at successive times. Each of the signals I and Q is converted into the form of respective differential pairs of antiphase analog waves on two channels in respective digital-to-analog converters 30 and 32. Thus the digital-to-analog converter 30 reproduces the same information at its two outputs 30a, 30b but in the form of analog signals NI and I with a relative phase difference of 180°. Similarly, the digital-to-analog converter 32 reproduces the same information at its two outputs 32a, 32b but in the form of analog signals NQ and Q with a relative phase difference of 180°. In particular, the differential output eliminates common mode interference occurring in the waveforms after conversion.

After filtering and smoothing by respective circuits 34 and 36, the two pairs of differential signals NI, I and NQ, Q are combined with the signal SFp from the PLL 10 to produce the modulated transmit signal Smod.

The spectrum of the signal Smod is centered on the frequency F_c of the carrier, which is frequency-modulated

in accordance with the signal SA.

To this end, the modulator stage 12 further includes first and second three-channel mixers 38 and 40, a phase quadrature generator 42 and a combiner circuit 44.

The phase quadrature generator 42 receives at its input 42a the signal at the carrier frequency F_p from the PLL 10 and reproduces it at two outputs 42b, 42c respectively with a phase shift of 90° and with no phase shift.

The first mixer 38 receives on its three channels the signal SF_p with no phase shift and the differential signals NI and I. Similarly, the second mixer 40 receives on its three channels the signal SF_p with a phase shift of 90° and the differential signals NQ and Q. The mixed output of each of the two mixers 38 and 40 is fed to a respective input 44a, 44b of the combiner circuit 44 to obtain at its output 44c the signal Smod GMSK modulated at the carrier frequency F_p .

The modulated signal Smod is passed to the pre-amplifier and pre-filter stage 14.

The stage 14 includes a pre-amplifier 46 which receives the modulated signal Smod directly and a low-pass filter 48 connected to the output of the pre-amplifier. The pre-amplifier amplifies the modulated signal to a sufficient level to drive the power amplifier stage 16. The low-pass filter 48 applies pre-filtering to attenuate unwanted components at twice or three times the carrier frequency F_p .

From the low-pass filter 14, the signal Smod is passed to the power amplifier stage 16. This stage includes a power amplifier 50 which receives the signal Smod from the filter 14 and a low-pass filter with an RX band rejecter 52 at the output of the amplifier. The low-pass filter 52 attenuates noise components in the amplified signal Smod which are outside the permitted transmission band Tx. The output of the filter 52 drives the transmit antenna 18.

With this type of transmitter, eliminating transmission noise at frequencies outside the transmission band Tx is a major problem, as will be clear from the following example based on a GSM mobile terminal.

To provide a full duplex telephone link a GSM mobile terminal transmits on a channel in a well-defined transmit frequency band referred as the Tx band and receives on a channel in a receive frequency band referred to as the Rx band.

Figure 2 shows the GSM transmit frequency band Tx and the GSM receive frequency band Rx. The transmit band Tx extends from 880 to 915 MHz and the receive band Rx from 925 to 960 MHz. Each of these bands is divided into transmit or receive channels C_T , C_R , with one channel every 200 kHz. During conversation, the mobile telephone transmits on one of the channels C_T in the band Tx to a local base station and receives the other party from that base station on one of the channels C_R in the band Rx. The channels C_T and C_R are allocated individually by the base station according to conditions of use and can change during a call. If the base station commands the terminal to change the transmit channel C_T , the corresponding new frequency is immediately programmed by the programming data SF at the input of the frequency divider 22 of the PLL 10 which jumps to the carrier frequency of the new channel.

It is important to confine the spectrum of the transmit signal Smod to the allocated transmit channel C_T , as far as possible, and in particular not to allow the transmit spectrum to extend as far as the frequencies of the receive band Rx.

Figure 3 shows the spectrum of the transmit signal Smod at the output of the power amplifier 50 shown in Figure 1, before reaching the filter 52 (point P_{III}). The frequency is plotted on the abscissa axis to the same scale as in Figure 2 and the power level is plotted on

the ordinate axis.

The transmit frequency (i.e. the carrier frequency F_p) is locked to the frequency F_p of the allocated channel, where the spectrum is at a maximum. Here only the spectrum for frequencies higher than F_p is considered.

The level of the transmit signal S_{mod} decreases rapidly as the frequency increases over a narrow range of frequencies I adjoining the transmit frequency F_p . The unwanted presence of the signal in this frequency range I outside the channel F_p constitutes what is referred to as phase noise. On approaching the upper limit of the range I, the noise decreases more slowly until it reaches a virtually constant noise level B_p , referred to as the "noise floor", which extends over a range of frequencies II extending far into the spectrum. Note that the noise floor B_p is still present at frequencies in the receive band Rx in particular (the shaded part of the spectrum).

Communication standards impose strict measures for minimizing the effect of the noise floor, especially in the receive band Rx.

The passive low-pass filter 52 at the output of the power amplifier 50 is the solution adopted in the prior art to the problem of attenuating the noise floor in the receive band Rx. The filter is designed for preferential attenuation of the half of the spectrum beyond the transmit frequency, i.e. on the same side as the transmit band Rx. The filter therefore has an asymmetric response about the transmit frequency.

In practice, surface acoustic wave (SAW) filters are routinely used for this filtering operation.

At present, SAW filters offer the best filter specifications, especially at microwave frequencies. However, the solution based on a filter of this kind has a number of drawbacks.

A first of these drawbacks is that the filter 52 is at the output of the power amplifier 50, rather than on its input side, for reasons that will be explained later.

This leads to a significant loss of power of the signal between the output of the power amplifier 50 and the antenna 18 because part of the amplified signal is absorbed by internal components of the filter 52. Thus to obtain a signal level specified by the GSM standard from the antenna 18 after adding the filter 52 necessitates an increase in the power rating of the amplifier and therefore in the overall power consumption of the transmitter. In mobile telephone applications, where the transmitter is battery-powered, this increased power consumption directly reduces the call time of the mobile terminal.

The noise floor B_p would not be attenuated correctly if the filter 52 were on the input side of the power amplifier 50 to solve this problem by having the filter losses affect only low-power signals.

Because transmission uses frequency modulation, the power amplifier 50 operates in saturated mode, i.e. at constant amplitude. In this mode the output spectrum of the amplifier 50 tends to be symmetrical about the center transmit frequency because of aliasing. Noise in the half of the spectrum below the center transmit frequency, which is not filtered greatly, if at all, is therefore also present at the output of the power amplifier in the half of the spectrum above the center transmit frequency, which has received preferential filtering.

Figures 4 and 5 show this phenomenon of aliasing by the amplifier in the saturated mode.

Figure 4 shows the amplifier and filter stage 16 from Figure 1 modified to place the passive filter 52 on the input side of the power amplifier 50.

Figures 5A to 5C show the spectrum of the transmit signal Smod with the amplitude plotted on the ordinate access and the frequency plotted on the abscissa axis, respectively before the filter 52, between the filter and the power amplifier 50 and at the output of the power amplifier.

Figure 5A shows that the signal Smod from the GMSK modulator before filtering is symmetrical and has a peak at the center transmit frequency F_p . Outside the peak P , the level decreases rapidly to a noise floor value PL_1 .

After filtering, the noise floor level of the half of the spectrum above the frequency F_p is attenuated by the low-pass filter 52 to a value $PL_3 < PL_1$. Note that the filtering is not symmetrical about the center transmit frequency F_p , the half of the spectrum at frequencies below the frequency F_p being hardly attenuated at all (see Figure 5B). This is because the passive filter 52 is optimized above all to eliminate noise in the receive band Rx, which is at frequencies higher than the transmit band Tx (see Figure 2).

The filtered signal is subject to aliasing in the power amplifier 50, as explained above, which means that the unfiltered noise level in the half of the spectrum below the frequency F_p is reflected in the part of the spectrum above the frequency F_p . Thus, as shown in Figure 5C, the half of the spectrum above the center transmit frequency F_p includes noise from the other half of the spectrum and then has a noise floor level around a value PL_2 , between the aforementioned levels PL_1 and PL_3 . The aliasing effect of the amplifier 50 therefore degrades the signal-to-noise ratio of the transmit signal Smod because of the asymmetry of that signal at high frequencies.

A second drawback stems from the overall size of the filter 50, especially when it is an SAW filter as previously mentioned. This type of filter, which employs acoustic phenomena, must be implemented in the form of a component housed in a dedicated package, which does not lend itself to miniaturization. This overall size is all the more of a penalty in that the other components of a transmitter as shown in Figure 1 can be implemented in the form of an integrated circuit.

Finally, it is still difficult to comply with

transmission standards in terms of noise limitation in the transmit band Rx, even using high-performance surface acoustic wave filters at the output of the power amplifier to prevent aliasing.

OBJECTS AND SUMMARY OF THE INVENTION

In the light of those problems, the present invention proposes a system for producing a filtered signal at a given frequency, including an oscillator set to oscillate at the given frequency by means of an oscillation frequency control signal and at least one variable frequency filter which can be tuned to the given frequency, the filter frequency being set by the frequency control signal of the oscillator.

Thus the same control signal is used to establish the oscillation frequency of the oscillator and to tune the filter to that frequency.

The filter is advantageously an active filter.

The filter can be a band-pass filter, in which case the frequency to which it is tuned by the control signal corresponds to the frequency at the center of its signal pass-band.

The filter can instead be a notch filter or a band-stop filter, in which case the frequency to which it is tuned by the control signal corresponds to the notch or band-stop frequency.

The filter can instead be a high-pass or low-pass filter, in which case the frequency to which it is tuned corresponds to the cut-off frequency.

The system can advantageously be implemented in a radio transmitter, for example a transmitter with no intermediate frequency, transmitting at a given transmit frequency, the transmitter including oscillator means controlled by a frequency control signal to oscillate at the transmit frequency and at least one filter for filtering the modulated signal, wherein the frequency of the filter can be varied so that it can be tuned to the transmit frequency, the frequency of the filter being

varied by the frequency control signal of the oscillator.

This makes it possible to filter the signal at the given frequency, which here is the modulated transmit frequency, using a filter frequency which is tuned continuously to the oscillator frequency.

Accordingly, in the case of the aforementioned transmitter, the transmit signal is optimally filtered regardless of the instantaneous transmit frequency. The variable filter used in the transmitter is advantageously a band-pass filter. In this case, the invention allows the use of a high-Q (high quality factor) band-pass filter, i.e. a filter with a very narrow signal pass-band centered on a variable center frequency and locked to the transmit frequency, in order to exclude unwanted components outside that frequency. The fact that the center frequency of the pass-band of the filter can be varied and tuned directly to the transmit (carrier) frequency means that very sharp filter characteristics can be chosen around that frequency. This achieves excellent rejection of unwanted signals.

In contrast, the fixed band-pass filter employed in prior art transmitters must have a sufficiently wide pass-band to pass signals throughout the transmit band Tx without significant attenuation. Because of this, unwanted signals, including those at frequencies in the receive band Rx, are not well attenuated by the prior art filter.

The variable frequency filter preferably has a response curve that is substantially symmetrical about the center frequency.

Using a variable filter in accordance with the invention means that the filter can be on the input side of the power amplifier of the transmitter, which avoids the power losses associated with a filter at the output of the power amplifier.

This is because, if a band-pass filter is used which has a symmetrical response curve, frequencies below the

center frequency are attenuated just like frequencies above that frequency. The modulated signal at the filter output is therefore unaffected by the aliasing caused by the power amplifier operating in the saturated mode.

The oscillator means can include a voltage controlled oscillator. In this case, the frequency control signal takes the form of a voltage.

The oscillator means preferably take the form of a phase-locked loop, in which case the frequency control signal is supplied by a phase comparator.

The filter is advantageously an integrated circuit, enabling the overall size of the transmitter to be reduced compared to prior art transmitters based on passive filters, such as surface acoustic wave filters requiring a dedicated package.

The active filter and the oscillator previously referred to are preferably both formed as integrated circuits on a common substrate. This also enables the frequency of the filter to be tuned accurately to the frequency of the oscillator output signal.

To this end, the filter and the oscillator can be provided with means for converting the frequency control signal into a parameter operating on the frequency characteristic, based on the same design rules, to ensure that the filter is tuned reliably to the oscillator frequency.

The means for converting the frequency control signal to a parameter operating on the frequency characteristic preferably include at least one resonant circuit having at least one component with a characteristic that varies as a function of the control signal applied to it. In this case, the resonant circuit of the filter and the resonant circuit of the oscillator can have the same configuration.

The resonant circuit can be constructed from inductive and capacitive components forming an LC circuit and/or resistive and capacitive components forming a RC

circuit. At least one of the capacitive components can be a diode whose capacitance varies as a function of the diode bias voltage. In this case, the control signal can be a bias voltage for the variable capacitance diode.

The capacitor can be a "varactor" or "varicap" diode, for example.

The invention also provides a mobile telephone including a microwave transmitter of the aforementioned type.

The invention further provides a method of producing a filtered signal at a given frequency, including a step of adjusting a variable oscillator by means of an oscillation frequency control signal to cause it to oscillate at the given frequency and a step of adjusting at least one variable filter so that it is tuned to that given frequency, the filter frequency being adjusted by the frequency control signal of the oscillator.

The method can advantageously be used in a radio transmitter, for example a transmitter with no intermediate frequency, in which a signal at a transmit frequency supplied by variable frequency oscillator means is modulated by means of a frequency control signal to oscillate at the transmit frequency, the modulated signal being filtered by means including at least one variable frequency filter which can be tuned to the transmit frequency, the frequency of that filter being controlled by the frequency control signal of the oscillator.

Other advantages and features of the invention will become apparent on reading the following description of one preferred embodiment of the invention, which description is given by way of example only and with reference to the accompanying drawings.

An embodiment of the invention based on a transmitter with no intermediate frequency, intended in particular for a mobile telephone terminal, is described below with reference to Figure 6.

The parts of the transmitter which are identical to those of the transmitter shown in Figure 1 are identified by the same reference symbols, and for conciseness are not described again; their functions and characteristics can be determined from the pertinent sections of the description of Figure 1, which are hereby incorporated by reference.

The transmitter 100 includes a variable frequency oscillator 10 based on a phase-locked loop (PLL) including a voltage-controlled oscillator 20, a programmable divider 22 which divides by N, a phase comparator 24 and a low-pass filter 26 in a conventional arrangement as already described with reference to Figure 1. The frequency F_p of the oscillator can therefore be

varied by programming the frequency divider 22 with data SF fixing the value of the divisor N, as explained above with reference to Figure 1. The transmit frequency F_p is therefore changed dynamically to track transmit channel changes during a call commanded by a base station as a function of transmission conditions.

The oscillator 10 produces the transmit signal SF_p at the carrier frequency F_p of the transmitter directly, in accordance with the inherent design principles of transmitters with no intermediate frequency.

The signal SF_p is passed to a GMSK modulator stage 16 as described with reference to Figure 1, where it is mixed with an audio signal SA containing information which is to be transmitted in digital form.

The modulated signal Smod from the modulator stage 12 is passed to a pre-amplifier 46 whose output is at a level and impedance suitable for driving a power amplifier 50.

The transmitter includes a variable frequency filter stage controlled by a control signal Vref which also controls the frequency of the oscillator 10. The center frequency of the signal pass-band of the filter 60 therefore varies dynamically so that it is always tuned to the transmit frequency, which varies as a function of the transmission channels used.

In this example, the filter stage includes an active band-pass filter 60 whose filter input 60a receives the modulated signal Smod from the output of the pre-amplifier 46.

The output 60b of the filter 60 supplies the filtered signal to the input of the power amplifier 50.

All of the components of the transmitter 100 apart from the antenna 18 can be implemented in integrated circuit form. In particular, the filter and the oscillator can be implemented on the same substrate.

The center frequency of the signal pass-band of the active filter 60 is varied by a resonant circuit 70 in

the filter circuit whose resonant frequency can be varied electrically. Accordingly, when the filter 60 is tuned to a filter frequency F_p , it passes to its output 60b only the part of the spectrum present at its input 60a which is at or in the immediate vicinity of the frequency F_p .

The filter 60 is a high-Q (high quality factor) filter, and signal levels at frequencies other than the frequency F are therefore very quickly attenuated. To be more precise, the quality factor Q is a measure of the sharpness of the resonance peak at the frequency F_p .

The center frequency of the filter is controlled via an input 60c of the filter connected to its resonant circuit 70.

The input 60c receives the frequency control signal V_{ref} for the voltage-controlled oscillator 20 from the output of the low-pass filter 26.

The signal V_{ref} is therefore a voltage generated by the phase comparator 24. It changes as a function of frequency hops imposed on the transmitter and programmed at the frequency divider 22 and any phase changes needed to maintain the frequency F_p of the carrier constant between frequency hops.

The variable frequency band-pass active filter 60 can be of a design known in the art. In the example, it is based on an operational amplifier associated with a resonant circuit 70 made up of inductors and capacitors (LC resonant circuit).

The resonant frequency of the resonant circuit sets the frequency to which the filter is tuned. In the case of a band-pass filter, the resonant frequency corresponds to the center frequency of the signal pass-band of the filter.

The resonant frequency is adjusted by diodes referred to as "varactors" which have a capacitance that varies as a function of their bias voltage. Such diodes constitute part of or the whole of the capacitive component of the resonant circuit LC.

The voltage V_{ref} is applied as a varactor diode bias voltage.

The voltage-controlled oscillator 20 also includes an LC resonant circuit 70 with a variable resonant frequency in a positive feedback loop of an amplifier and identical to the LC resonant circuit 70 of the filter. The resonant frequency of this resonant circuit sets the oscillation frequency of the oscillator.

The resonant circuit of the filter and the resonant circuit of the oscillator therefore have the same resonant frequency for any voltage V_{ref} throughout the entire range of values of the control voltage V_{ref} .

For optimum uniformity of the characteristics of the resonant circuits of the filter and the oscillator both the circuits are integrated on the same substrate. Accordingly, spread of the electrical and physical properties of the substrate in production or in use cannot unbalance the characteristics of the two resonant circuits.

The response of the variable frequency filter 60 shown in Figure 6 is analyzed below with reference to Figures 7A and 7B, which show the spectrum of the modulated signal S_{mod} at the carrier frequency F_p , respectively at the input 60a of the filter and at the output 60b of the filter, the center frequency of the signal pass-band of the filter 60 being varied by the signal V_{ref} so that it is equal to the transmit frequency F_p . The two graphs are to the same scale with signal intensity plotted on the ordinate axis and frequency on the abscissa axis. In both figures the abscissa axis is set at the intensity level which corresponds to the minimum of the spectrum before filtering and which establishes a comparison reference level N_{base} .

The spectrum of the signal S_{mod} before filtering (Figure 7A) is similar to that shown in Figure 5A. This is because at this stage the signal S_{mod} comes from circuit components common to Figures 1 and 5, with the

difference that in the transmitter shown in Figure 1 the signal Smod also passes through a pre-filter stage on the input side of the high-pass filter 48. However, the filter 48 attenuates only components of the very high frequency spectrum, at frequencies of the order of twice to three times the transmit frequency, and makes practically no change to the frequencies of the spectrum considered here.

Note that the spectrum of the signal Smod before filtering is symmetrical about the center transmit frequency F_p , that it has a very sharp peak P at that frequency and that the level in the vicinity of the peak is established very quickly at the reference level N_{base} after a few ringing cycles H.

After filtering by the variable frequency filter 60, the peak P of the spectrum at the center transmit frequency F_p remains at substantially the same level N_p . The symmetry of the peak P is also maintained. However, in accordance with the characteristics of the high-Q band-pass filter, frequency components outside the narrow transmission envelope E of the filter (shown in dashed outline) are eliminated. The higher the Q of the filter, the narrower the envelope E and the steeper its sides.

Figure 7B shows that the transmit envelope E has a very high maximum at the filter frequency F_p and symmetrically encompasses all of the peak P of the modulated signal Smod above the base level N_{base} . It has steep sides which drop rapidly towards a level N_f very much lower than the basic noise level N_{base} . Accordingly, components of the spectrum of the transmit signal Smod outside the peak at the frequency F_p are attenuated very quickly and symmetrically to the level N_f .

Because it is symmetrical about its transmission frequency F_p , the signal Smod from the filter 60 can be amplified by the power amplifier 50 in saturated mode without the shape of its spectrum being modified by the phenomenon of aliasing of the signal described above with

reference to Figures 4 and 5. The filter 60 can therefore be on the input side of the power amplifier 50. It advantageously replaces the passive low-pass filter 52 on the output side of the power amplifier 50 in the prior art circuit shown in Figure 1.

Consequently, the specifications of the power amplifier 50 do not need to make allowance for signal losses associated with a filter between the amplifier and the antenna 18.

Thus, compared to the transmitter shown in Figure 1, the transmitter in accordance with the invention shown in Figure 6 makes it possible to use a power amplifier 50 with a lower output power, and therefore a lower power consumption, for the same power level at the transmit antenna 18. The reduced power consumption increases the talk time of a mobile telephone terminal using a transmitter of this kind.

Figure 8 shows an example of the positioning of the spectrum of the signal Smod from the transmitter 100 shown in Figure 6 relative to the transmit band Tx, as seen at the antenna 18. In this figure, the transmit band Tx corresponds to that allocated to GSM mobile telephones, as already described above with reference to Figure 2.

In this example the spectrum S1 of the transmit signal Smod shown by a continuous line is centered on a transmit frequency F_p , programmed in the phase-locked loop 10, which corresponds to a transmit channel close to or at the upper limit of the transmit band Tx. Note that the filter according to the invention effectively eliminates noise and in particular the noise floor outside this band, even when the transmit channel is at the upper limit of the transmit band.

As indicated by the spectra S2 and S3 shown by dashed lines, the shape of the response spectrum of the filter is substantially the same whatever the transmit frequency F_p of the transmitter 100 in the band Tx. Only

its position changes, so that the center frequency of the spectrum is automatically the transmit frequency F_p of the oscillator 20 set by the control signal V_{ref} .

The invention is in no way limited to the embodiment that has just been described, encompassing all applications using an oscillator associated with a filter tuned to the oscillator frequency.

It is also feasible, without departing from the scope of the invention, to tune the variable filter to the oscillator control frequency after processing the signal to shape or adapt it in order to make it compatible with the filter. This can be the case in particular if there are differences between the resonant circuits of the filter and the oscillator or if it is necessary to take account of specific operating modes.

Note also that the frequency control signal of the filter and the oscillator can take a form other than a variable voltage, for example a variable current or impedance, or even a digital signal.

Moreover, when the invention is implemented in a transmitter, transmission can be based on any kind of modulation, for digital or analog transmission using frequency, phase, amplitude, etc., modulation.

Finally, the invention can be used for filtered signals at frequencies other than microwave frequencies. It can be used in particular for relatively low frequencies, for example in the range of audio frequencies, or in the range of low, medium or high frequencies.

4. Brief Description of Drawings

- Figure 1 is a block diagram of a prior art transmitter with no intermediate frequency.
- Figure 2 is a diagram showing the GSM transmit and receive bands.
- Figure 3 shows the transmit spectrum of the transmitter shown in Figure 1 compared to the transmit and receive bands shown in Figure 2.
- Figure 4 shows a hypothetical arrangement of the filter and power amplifier stage of the transmitter shown in Figure 1.
- Figures 5A, 5B and 5C show the spectrum of the modulated signal from the transmitter at three respective points of the stage shown in Figure 4.
- Figure 6 is a block diagram of a transmitter with no intermediate frequency and in accordance with the invention.
- Figure 7A and 7B show the transmit spectrum of the transmitter shown in Figure 6 respectively before and after filtering by a band-pass filter.
- Figure 8 shows the position of the transmit spectrum of the transmitter from Figure 6 relative to the transmit band used by the transmitter.

Fig. 1

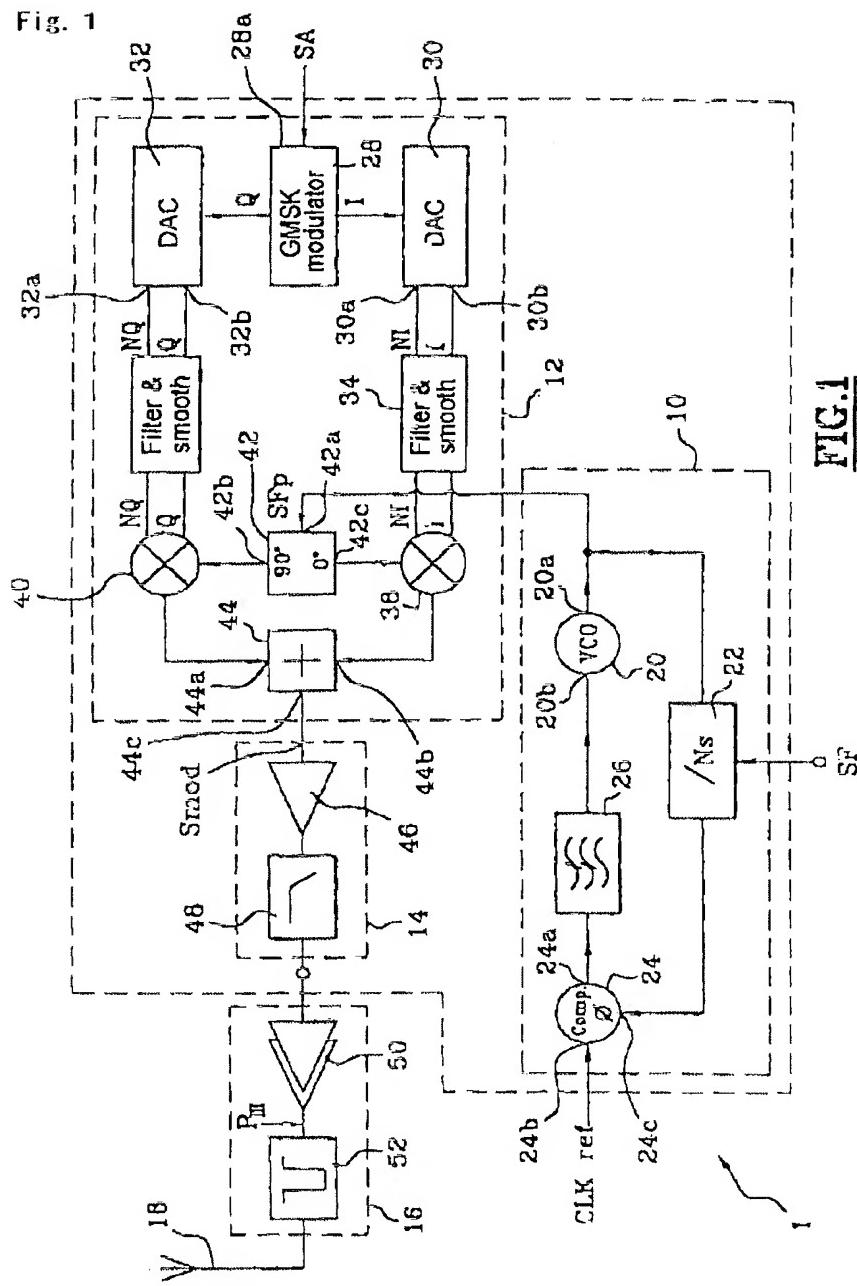


FIG.1

(37) 2001-16282 (P2001-16282A)

Fig. 2

Level

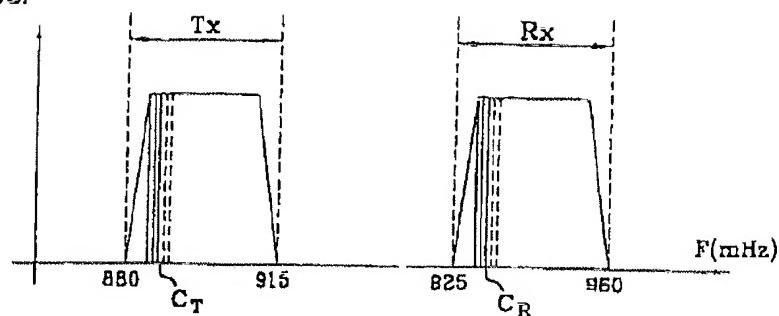


FIG.2

Fig. 3

Level

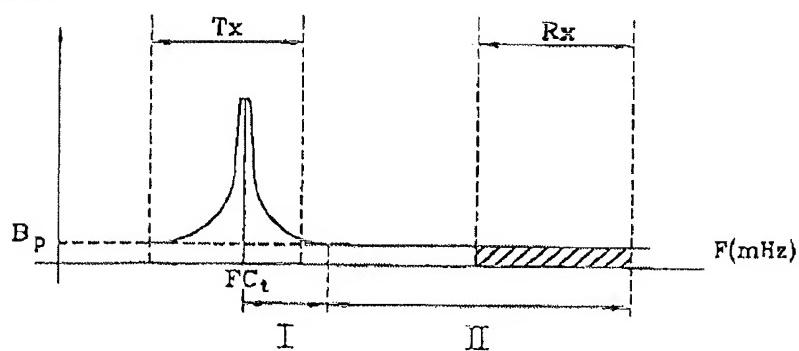


FIG.3

Fig. 4

FIG.4

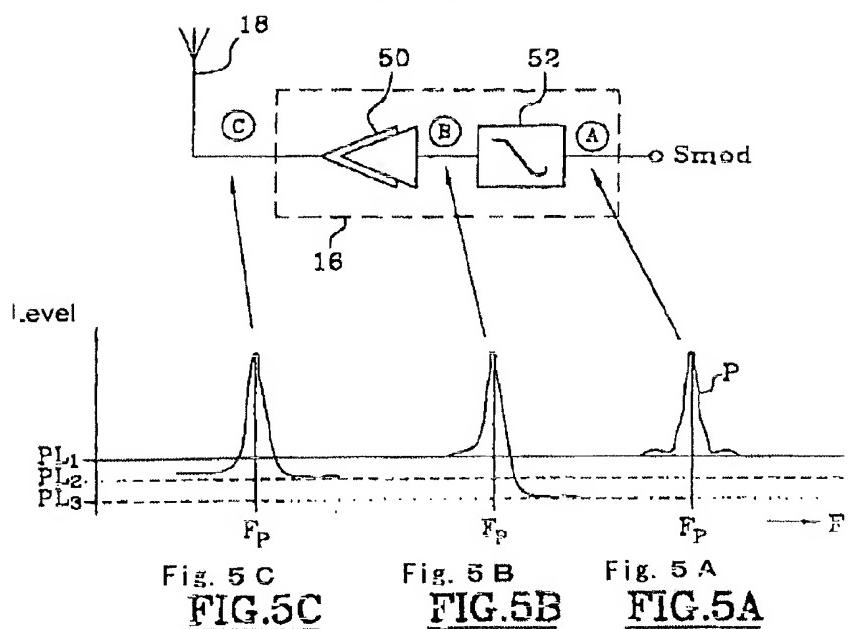


Fig. 6

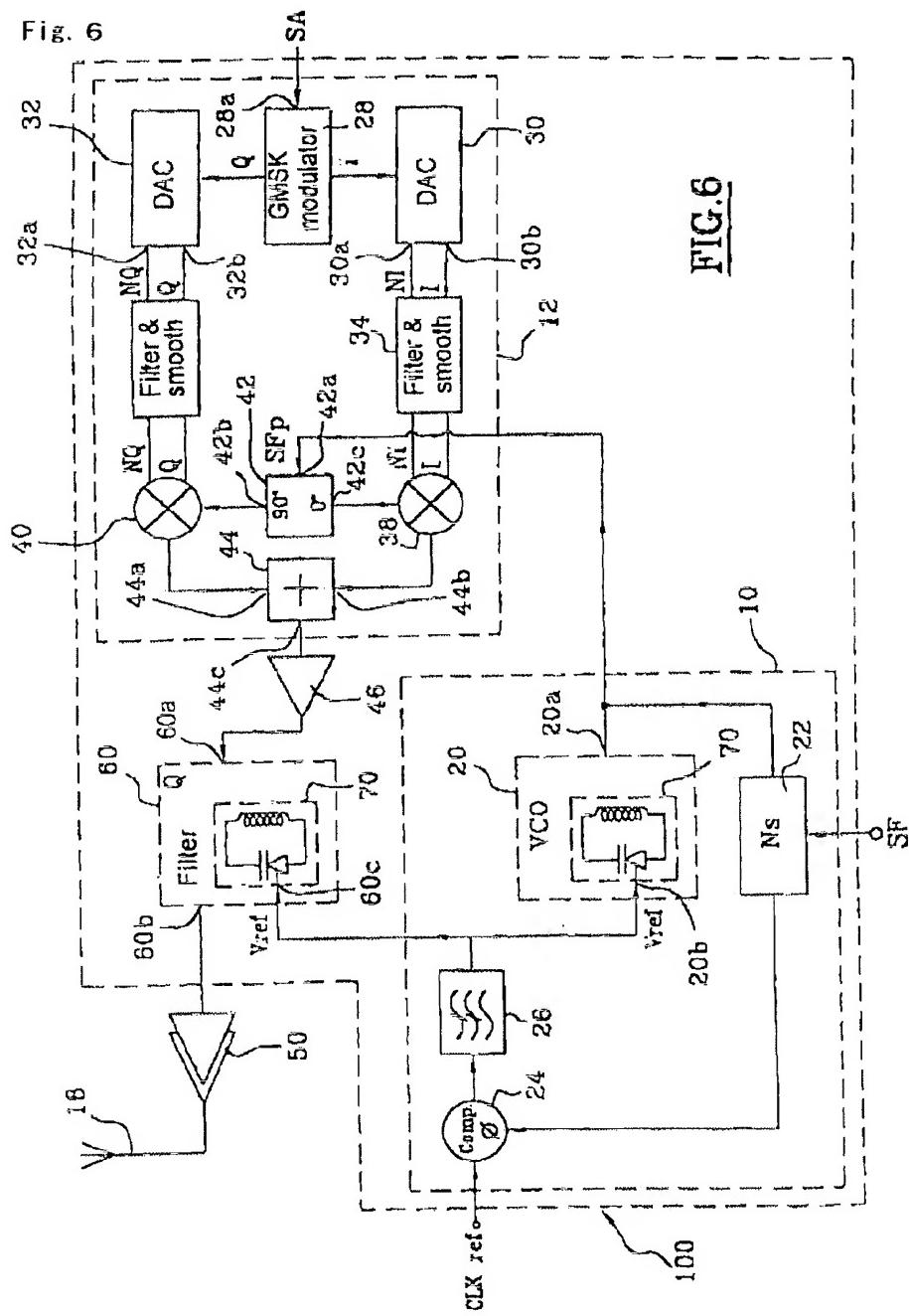


FIG.6

Fig. 7 A

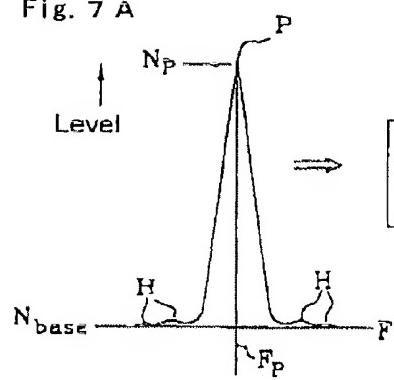


Fig. 7 B

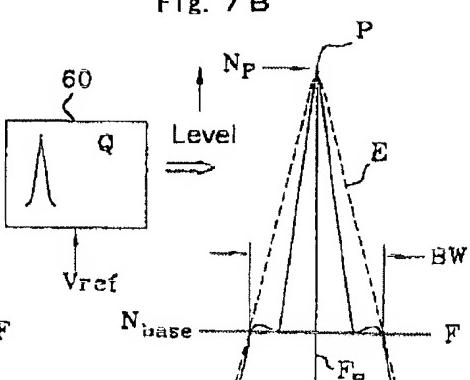


FIG.7A

FIG.7B

Fig. 8

Level

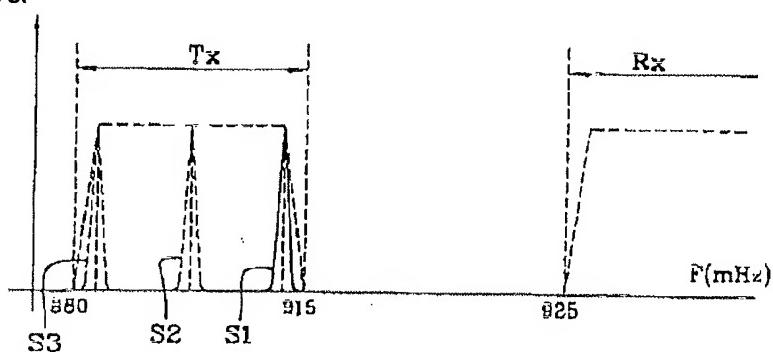


FIG.8

1. Abstract

The system is for producing a filtered signal at a given frequency, including an oscillator whose frequency can be varied by an oscillation frequency control signal to cause it to oscillate at the given frequency and at least one variable frequency filter which can be tuned to the given frequency, wherein the frequency of the filter is varied by the frequency control signal of the oscillator. It applies in particular to a transmitter in which the given frequency corresponds to the transmit frequency and the filter is used for band-pass filtering of the modulated signal. The invention also relates to a method of producing a filtered signal.

2. Representative Drawing

Fig. 6